

This Page Is Inserted by IFW Operations
and is not a part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning documents *will not* correct images,
Please do not report the images to the
Image Problem Mailbox.

THIS PAGE BLANK (USPTO)

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **08265236 A**(43) Date of publication of application: **11.10.96**

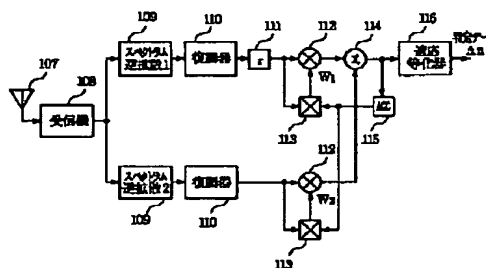
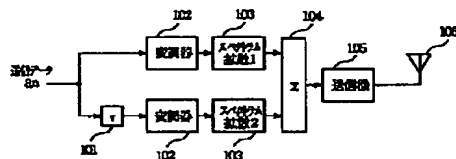
(51) Int. Cl.

H04B 7/02(21) Application number: **07062821**(71) Applicant: **NEC CORP**(22) Date of filing: **22.03.95**(72) Inventor: **TSUJIMOTO ICHIRO****(54) DIVERSITY TRANSMISSION AND RECEPTION METHOD AND TRANSMITTER-RECEIVER****(57) Abstract:**

PURPOSE: To constitute the diversity of an optional multiplicity by one antenna and one radio frequency respectively for transmission and reception by applying inter-code multiplexing by spread spectrum to a diversity branch.

CONSTITUTION: Transmission data signals (an) are branched into plural and inputted to a modulator 102. Further, they are spread by respectively independent spreading codes by plural spread spectrum devices 103. By synthesizing them by a synthesizer 104, they are encoded and multiplexed. They are converted into the radio frequency of one wave by a transmitter 105, amplified and then, transmitted by a transmission antenna 106. On a reception side, since respective branches supply the delay of τ to extracted modulation waves on a transmission side, a delay difference is adjusted in a delay element 111. The correlation of the output of an AGC amplifier 115 and respective diversity branch signals is obtained in a correlation device 113 and multiplied in a complex multiplier 112 and the maximum ratio composition(MRC) of the diversity is added.

COPYRIGHT: (C)1996,JPO



THIS PAGE BLANK (USPTO)

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 特 許 公 報 (B 2)

(11) 特許番号

第2705623号

(45) 発行日 平成10年(1998) 1月28日

(24) 登録日 平成9年(1997)10月9日

(51) Int.Cl.⁶

H 0 4 B 7/02

識別記号

庁内整理番号

F I

H 0 4 B 7/02

技術表示箇所

C

請求項の数1 (全 10 頁)

(21) 出願番号 特願平7-62821

(22) 出願日 平成7年(1995) 3月22日

(65) 公開番号 特開平8-265236

(43) 公開日 平成8年(1996)10月11日

(73) 特許権者 000004237

日本電気株式会社

東京都港区芝五丁目7番1号

(72) 発明者 辻本 一郎

東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社内

(74) 代理人 弁理士 京本 直樹 (外2名)

審査官 重田 尚郎

(56) 参考文献 特開 平6-97914 (J P, A)

特開 平4-35546 (J P, A)

特開 平6-61894 (J P, A)

(54) 【発明の名称】 ダイバーシチ送受信方法及び送受信機

1

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】 受信手段と、前記受信手段で受信した信号に送信側と対応したスペクトラム逆拡散を行い複数ブランチの信号とするスペクトラム逆拡散手段と、前記複数ブランチの信号を復調し合成信号とする復調・合成手段と、前記合成信号を入力とする適応型の整合フィルタ手段と、前記整合フィルタ手段の出力を入力とする適応等化器とを備え、前記整合フィルタ手段は、入力を前記ブランチ間の信号遅延時間を単位として順次遅延する第1及び第2の遅延手段と、前記第1遅延手段の各出力と前記適応等化器の出力とに基づき複数の相関値を出力する相関手段と、前記相関手段の出力を前記第2の遅延手段の対応する各出力にそれぞれ複素乗算し合成して出力する演算手段で構成したことを特徴とするダイバーシチ受信装置。

2

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、ダイバーシチ送受信機に関わり、特に、厳しいマルチパスフェージングが問題となるデジタル無線伝送において、スペクトラム拡散による符号化多重を利用して時間ダイバーシチ効果を得ることが出来るダイバーシチ送受信方法及び送受信機に関する。

【0002】

【従来の技術】 フェージング回線における無線伝送では、通常ダイバーシチ受信が必要となる。フェージングにはフラットフェージングと選択性フェージングに大別できる。フラットフェージングとは、マルチパス伝搬は発生していないが、直接受信波そのものが伝搬途中にて振幅・位相の変動を受けるものである。他方、選択性フ

3

フェージングとは、マルチパス伝搬が発生し、その各々のマルチパスによる到来波が独立の振幅・位相の変動を受けるものである。この場合、受信信号は、複数のマルチパス波の合成波となる為、位相変動の状況によりある周波数にて逆相合成となることがある。すなわち、受信スペクトラムに周波数選択的なフェード（ノッチ）が発生する。前記フラットフェージングの場合には、受信レベルの変動が問題となり、受信波形そのものは歪みを受けない。しかしマルチパスによる選択性フェージングの場合は、受信レベル変動に加えて受信波形に歪みが発生する。

【0003】以上のようなフェージング回線に対しては、従来からダイバーシチ受信および適応等化技術が用いられている。これらには種々の方式があるが、ここでは時間ダイバーシチと適応等化を用いたものを対象とする。

【0004】従来技術の一例を図7に示す。図7において、701は遅延時間が τ の遅延素子、702は2個の変調器、703は2個の送信機、704は合成器、705は1個の送信アンテナ、706は1個の受信アンテナ、707は分波器、708は2個の受信機、709は2個の復調器、710は遅延時間が τ の遅延素子、711はダイバーシチ切替またはダイバーシチ合成回路、712は適応等化器である。

【0005】図7において、送信データ系列Sは2分岐され、一方は変調器702に入力される。他方には遅延素子701により τ の遅延時間を与えた後、第2の変調器702に入力する。ここで中間周波数帯に変調を行い、送信機703に入力する。2個の送信機703は、それぞれ無線周波数 f_1 、 f_2 に周波数変換および増幅を行い、合成器704に出力する。合成器704は、入力された2ブランチの信号を合成し、該合成信号を送信アンテナ705に供給する。この送信側処理により、遅延時間差を有する2ブランチの送信信号（ f_1 、 f_2 ）が送信される。

【0006】図7の受信側において、受信アンテナ706で受信した信号を分波器707で f_1 および f_2 の周波数に分波する。該分波出力をそれぞれ2個の受信機708に入力し、増幅および中間周波数への変換を行う。復調器709は該受信信号の復調（同期検波）を行う。第1のブランチの復調器出力のみを遅延素子710により τ だけ遅延させる。以上の操作により、送信側で与えた遅延差は吸収され、第1と第2のブランチ間のタイミングは一致する。これらの第1および第2のブランチ信号をダイバーシチ切替またはダイバーシチ合成回路711に入力する。

【0007】711がダイバーシチ切替回路の場合には、入力されたダイバーシチブランチ信号の内、回線品質の高いブランチを選択する。各ダイバーシチブランチの伝送品質を比較する手段としては、フレーム同期外れ

4

状態やビット誤り率などが従来から用いられている。

【0008】711がダイバーシチ合成回路の場合には、入力されたダイバーシチブランチ信号が互いに同相に位相制御し合成する同相合成方式がある。さらにSNR（信号対雑音電力比）を考慮して最適な合成を行うものとして、最大比合成（Maximal Ratio Combine；MRC）が用いられている。これは位相を同位相に制御するだけでなく、各ブランチの振幅が2乗となるよう振幅制御を加えたものである。

10 【0009】ダイバーシチ切替またはダイバーシチ合成回路の出力は適応等化器712に入力される。適応等化器712はマルチパス歪みの除去を行う。

【0010】図7のダイバーシチ方式は周波数を2波（ f_1 、 f_2 ）使用している為、周波数ダイバーシチであると言える。しかし、 f_1 と f_2 のセパレーションが十分でなく、周波数相関が高い場合には周波数ダイバーシチ効果が得られない。一方、図7では遅延素子701により第2ブランチを τ だけ遅延させている。この τ をフェージング周期より大とすれば、時間ダイバーシチ効果が得られる。一般に周波数相関を下げるには周波数セパレーションを広げる必要があるが、これは周波数有効利用の観点から望ましくない。従って、図7はあくまで時間ダイバーシチが主体であり、周波数ダイバーシチは時間ダイバーシチブランチを分離する為の手段でしかない。また図7の従来技術では、2波の無線周波数を扱う為、送信器703が2個、受信機708が2個必要となる。通常、これらの送信機および受信機は装置規模が大であり、コストが高い。ダイバーシチブランチ数を2ブランチから増加させ、NブランチとするにはN個の送信機とN個の受信機が必要となり、装置規模とコストの面で問題となる。

【0011】第2の従来技術を図8に示す。これは、特開昭63-286027号公報の「送信パスダイバーシチ伝送方式」として1988年11月22日に公開されたものである。図8において、801は変調器、802は遅延回路、803は第1の送信アンテナ、804は第2の送信アンテナ、805は1個の受信アンテナ、806は受信機、807は検波器、808は波形等化器、809は判定器である。該公開公報によると、遅延回路は変調シンボルの1タイムスロット以上に設定する。また2個の送信アンテナからの送信波はそれぞれ独立な空間を伝搬し、1個の受信アンテナ805で受信される。従って、受信波は主波と遅延波が互いに独立なレイリーフェージングを受けたマルチパス波となる。波形等化器808は、主波または遅延波のいずれかを抽出し、他方を除去することで2ブランチ選択ダイバーシチを行う。または波形等化器をRAKEとする点に関し、各成分の遅延量を観測し、その遅延量を調整して各波を合成し、相対的に主波成分以外を抑制することが説明されている。

50 【0012】従って、図8の従来技術のダイバーシチは

5

伝搬路の空間的無相関を利用しているので、空間ダイバーシチと位置付けられる。通常空間ダイバーシチは受信アンテナを複数必要とするが、該公開公報記載のものでは送信側を2個のアンテナとし、受信側を1個とすることで、受信側の装置規模とコストを小とすることを目的としている。陸上移動通信のようにアンテナサイズが小さい場合には問題は無いが、この方式を大口径アンテナを必要とするマイクロ波通信などに適用する場合には、アンテナの個数分だけ装置規模とコストが増加するという問題がある。

【0013】

【発明が解決しようとする課題】上述した従来の技術では、ダイバーシチ受信を行うには周波数または空間（パス）のいずれか媒体に依存する必要がある。特に、時間を媒体とする時間ダイバーシチはダイバーシチブランチの分離抽出する手段として周波数ダイバーシチが併用され、装置規模とコストが増加するという問題がある。また空間（パス）ダイバーシチは基本的に複数のアンテナを必要とする。アンテナ口径が大きい場合には、空間（パス）ダイバーシチは不経済という問題がある。これらの周波数および空間（パス）ダイバーシチではブランチ数を増加する場合に、さらに装置規模とコストが大となる。

【0014】本発明は、以上の問題点を解決することを目的とし、周波数帯域を広げる周波数ダイバーシチや、複数アンテナを用いる空間（パス）ダイバーシチを採用するのではなく、スペクトラム拡散による符号化多重を利用した時間ダイバーシチを実現するダイバーシチ送受信方法及び送受信機を提供する。

【0015】

【課題を解決するための手段】上述の問題を解決するため、本発明のダイバーシチ送受信方法として、送信側において、送信信号を相互に遅延関係にある複数ブランチの信号とし、それぞれ変調後に独立のスペクトラム拡散を行い合成して単一アンテナで送信し、受信側において、単一アンテナで受信した信号を送信側と対応するスペクトラム逆拡散を行い複数ブランチの信号とし、前記複数ブランチの信号を復調し相関制御により最大比合成を行うことを特徴とする。

【0016】また、ダイバーシチ送受信装置として、送信側において、送信信号を相互に遅延関係にある複数ブランチの信号にする分岐手段と、前記複数ブランチの信号にそれぞれ独立のスペクトラム拡散を行うスペクトラム拡散手段と、前記スペクトラム拡散手段の出力を合成して送信する送信手段とを備え、受信側において、受信手段と、前記受信手段で受信した信号に送信側と対応するスペクトラム逆拡散を行い複数ブランチの信号とするスペクトラム逆拡散手段と、前記複数ブランチの信号を復調し位相を調整した受信信号とする復調・遅延手段と、前記受信信号のそれぞれに相関値を乗算する複数個

6

の複素乗算手段と、複数個の前記複素乗算手段の出力を合成する合成手段と、前記合成手段の出力の振幅を制御する増幅手段と、前記増幅手段の出力と前記複素乗算手段の入力とに基づき複数個の前記相関値を出力する相関手段とを備えたことを特徴とする。

【0017】他のダイバーシチ送受信装置として、送信側において、送信信号を相互に遅延関係にある複数ブランチの信号にする分岐手段と、前記複数ブランチの信号にそれぞれ独立のスペクトラム拡散を行うスペクトラム拡散手段と、前記スペクトラム拡散手段の出力を合成して送信する送信手段とを備え、受信側において、受信手段と、前記受信手段で受信した信号に送信側と対応したスペクトラム逆拡散を行い複数ブランチの信号とするスペクトラム逆拡散手段と、前記複数ブランチの信号を復調し合成信号とする復調・合成手段と、前記合成信号を入力とする相関制御による適応型の整合フィルタ手段と、前記整合フィルタ手段の出力を入力とする適応等化器とを備えたことを特徴とする。

【0018】更に、ダイバーシチ受信装置として、受信手段と、前記受信手段で受信した信号に送信側と対応したスペクトラム逆拡散を行い複数ブランチの信号とするスペクトラム逆拡散手段と、前記複数ブランチの信号を復調し位相を調整した受信信号とする復調・遅延手段と、前記受信信号のそれぞれに相関値を乗算する複数個の複素乗算手段と、複数個の前記複素乗算手段の出力を合成して出力する合成手段と、前記合成手段の出力の振幅を制御する増幅手段と、前記増幅手段の出力と前記複素乗算手段の入力とに基づき複数個の前記相関値を出力する相関手段とを備えたことを特徴とする。

【0019】また、他のダイバーシチ受信装置として、受信手段と、前記受信手段で受信した信号に送信側と対応したスペクトラム逆拡散を行い複数ブランチの信号とするスペクトラム逆拡散手段と、前記複数ブランチの信号を復調し合成信号とする復調・合成手段と、前記合成信号を入力とする適応型の整合フィルタ手段と、前記整合フィルタ手段の出力を入力とする適応等化器とを備え、前記整合フィルタ手段は、入力を前記ブランチ間の信号遅延時間を単位として順次遅延する第1及び第2の遅延手段と、前記第1遅延手段の各出力と前記適応等化器の出力とに基づき複数個の相関値を出力し、前記第2の遅延手段の対応する各出力にそれぞれ複素乗算し、複素乗算出力を合成して出力する演算手段で構成したことを特徴とする。

【0020】

【実施例】

（第1の実施例）次に本発明の第1の実施例について図面を参照して説明する。図1は本実施例の送受信機の構成である。図1において、101は遅延時間が τ の遅延素子、102は2個の変調器、103は2個のスペクトラム拡散器、104は合成器、105は1個の送信機、

7

106は1個の送信アンテナ、107は1個の受信アンテナ、108は1個の受信機、109は2個のスペクトラム逆拡散器、110は2個の復調器、111は遅延時間が τ の遅延素子、112は2個の複素乗算器、113は2個の相関器、114は合成器、115は1個のAGC増幅器、116は1個の適応等化器である。

【0021】図1の送信側において、送信データ信号 a_n は2分岐され2個の変調器102に入力される。さらに2個のスペクトラム拡散器103によりそれぞれ独立な拡散符号により拡散される。これを合成器104により合成することで符号化多重が行われる。すなわち、符号化多重の2チャンネル分を2ブランチのダイバーシチ信号に割り当てる。これを送信機105により1波の無線周波数に変換し、増幅を行った後、送信アンテナ106により送信する。

【0022】受信側では、受信アンテナ107により受信された信号は受信機108により低雑音増幅および周波数変換を受ける。該受信信号は2分岐され2個のスペクトラム逆拡散器109に入力される。ここで送信側ブランチと対応した拡散符号により逆拡散され変調波が抽出される。抽出された変調波の内第2ブランチは送信側にて τ の遅延を与えているので、受信側の第1ブランチに τ の遅延を与えれば、両ブランチのタイミングは一致する。従って、遅延素子111は第1ブランチに τ の遅延を与える。このブランチ受信信号はそれぞれ複素乗算器112に入力され、ここで複素係数 $W1$ および $W2$ をそれぞれ乗ぜられ合成器114にて合成する。合成器114の出力を分岐し、一方は適応等化器116に、他方はAGC増幅器115に入力する。適応等化器116はダイバーシチ合成後のマルチパス歪みを除去するもので

$$S1 = h(t_0) \cdot a_n$$

$$S2 = h(t_0 + \tau) \cdot a_n$$

各ブランチの相関器113が出力する相関値を $W1$ 、 W

$$y = W1 \cdot S1 + W2 \cdot S2$$

となる。これに上記(1)(2)式を代入すると

$$y = \{W1 \cdot h(t_0) + W2 \cdot h(t_0 + \tau)\} \cdot a_n$$

となる。これをAGC増幅器115により信号包絡線(振幅)により正規化すると、AGC増幅器115の出

$$R = 1 \cdot a_n$$

を得る。ここでは、この R をリファレンス信号と称する。相関器113では $S1$ 、 $S2$ のブランチ信号とリファレンス信号 R との相関演算を行う。この演算は、ブランチ信号の複素共約をリファレンス R に乗算し、その時

$$\begin{aligned} W1 &= E[S1^* \cdot R] \\ &= E[\{h(t_0) a_n\}^* \cdot a_n] \\ &= E[h^*(t_0)] \cdot E[a_n^* \cdot a_n] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} W2 &= E[S2^* \cdot R] \\ &= E[\{h(t_0 + \tau) a_n\}^* \cdot a_n] \\ &= E[h^*(t_0 + \tau)] \cdot E[a_n^* \cdot a_n] \end{aligned}$$

ここで $E[\]$ は時間平均化処理を示し、期待値とも呼

8

あり、その出力は判定データ信号 Λ_n となる。

【0023】前記AGC増幅器115はダイバーシチ合成信号を振幅に関して正規化し、その出力を2個の相関器113に帰還する。両ブランチの複素乗算器112の入力はそれぞれ相関器113に入力される。相関器113はAGC増幅器115出力と各ダイバーシチブランチ信号との相関を取る。該相関値は該当するブランチの複素乗算器に乘じられ、ダイバーシチの最大比合成(MRC)が行われる。

10 【0024】以上の動作を図2を用いて説明する。図2において、201は受信レベルの時間変動、202はブランチ1の相関制御前の受信信号ベクトル、203はブランチ2の相関制御前の受信信号ベクトル、204はブランチ1の相関制御後の受信信号ベクトル、205はブランチ2の相関制御後の受信信号ベクトル、206はMRC出力(合成器114出力)での受信信号ベクトルである。

【0025】図2の201に示すように、時刻 $t = t_0$ で受信レベルがフェージングによるフェードを受け、 $t = t_0 + \tau$ ではフェードを受けていないと仮定する。この場合、時刻 $t = t_0$ でのブランチ1の送信信号は送信データ信号 a_n に複素伝達係数 $h(t_0)$ を乗じたものとなる。一方、該送信データ信号 a_n は時刻 τ だけ経過してからブランチ2を通して送信される。この場合のブランチ2の送信信号は a_n に複素伝達係数 $h(t_0 + \tau)$ を乗じたものであることは明らかである。

【0026】受信側ではブランチ2の方に τ の遅延を加えてタイミングを一致させている為、両ブランチの複素乗算器112の入力における受信信号 $S1$ および $S2$ は次式のように示される。

$$(1)$$

$$(2)$$

2とすると、合成器114出力 y は

$$(3)$$

$$(4)$$

力として

$$(5)$$

40 間平均化を行う。時間平均処理はアナログ処理であれば、RCローパスフィルタなどの積分回路を用いる。デジタル処理であるならば、逐次修正処理を行う。相関値 $W1$ および $W2$ は次式のように表現できる。

$$(6)$$

$$(7)$$

50 ばれる。この平均化処理速度(積分時間)をデータ・シ

ンボル周期よりも十分長く設定する。この場合、データ信号の自己相関係数は

【0027】

$$\phi_{ij} = E[a_i^* \cdot a_j] = \delta_{ij} \begin{cases} 1 & (i=j) \\ 0 & (i \neq j) \end{cases} \quad (8)$$

【0028】のようにクロネッカーのデルタで定義できる。また相関演算の平均化処理速度（積分時間）はシンボル周期よりも長い、フェージング変動の周期よりも

$$W1 = h^* (t_0) \quad (9)$$

$$W2 = h^* (t_0 + \tau) \quad (10)$$

従って複素乗算器112の出力は、それぞれ

$$W1 \cdot S1 = h^* (t_0) \cdot h (t_0) \cdot a_n \quad (11)$$

$$W2 \cdot S2 = h^* (t_0 + \tau) \cdot h (t_0 + \tau) \cdot a_n \quad (12)$$

となる。ここで注目すべきは、各ダイバーシチブランチのデータシンボル a_n に乘じられる伝達係数が電力のディメンションとなり実数となっていることである。これを図2のベクトル図で説明すると、202の信号ベクトル $S1$ が $W1$ を乗ぜられることにより204のように実軸上に位相制御される。さらに振幅に関しては $h^* (t_0) \cdot h (t_0)$ と2乗の関係で制御されている。同様に203の信号ベクトルは204に示すように位相に関しては実軸上に、振幅は自乗に制御されている。これらの204と205をそのまま合成器114により合成することで、 $S1$ と $S2$ の最大合成（MRC）は実現される。

【0029】（4）式に（9）（10）式を代入して、MRC出力は

$$y = \{ h^* (t_0) \cdot h (t_0) + h^* (t_0 + \tau) \cdot h (t_0 + \tau) \} \cdot a_n$$

となる。ここで $h (t_0)$ と $h (t_0 + \tau)$ は τ の遅延差を有しており、それぞれは独立したレイリーフェージングに従う。図2の201に示すように $t = t_0$ においてフェードが生じている場合には、その伝達係数 $h (t_0)$ の振幅はゼロに近づく。他方 $t = t_0 + \tau$ の時刻ではフェードが発生していない。この場合、 $h (t_0 + \tau)$ は受信レベルに対応した振幅を保つ。従って $S1$ と $S2$ に無相関なレベル変動が生じ、これをMRCすることで時間ダイバーシチが実現されることになる。

【0030】（第2の実施例）以上は2ブランチのダイバーシチに適用した実施例であるが、図2において $t = t_0$ および $t = t_0 + \tau$ の両時刻において、フェードが発生した場合には信号断となるのはやむを得ない。従って、通信回線品質を改善するにはダイバーシチ次数を増加させる必要がある。図3は第2の実施例であり4重ダイバーシチの構成方法を示したものである。図3において、301は遅延時間が τ の遅延素子、302は遅延時間が 2τ の遅延素子、303は遅延時間が 3τ の遅延素子、304は4個の変調器、305は4個のスペクトラム拡散器、306は合成器、307は1個の送信機、308は1個の送信アンテナ、309は1個の受信アンテナ

十分短かく設定する。この場合、フェージング変動には平均化処理が加わらず、伝達係数に関する期待値は外れる。従って（6）（7）式は次式ようになる。

ナ、310は1個の受信機、311は4個のスペクトラム逆拡散器、312は4個の復調器、313は遅延時間が 3τ の遅延素子、314は遅延時間が 2τ の遅延素子、315は遅延時間が τ の遅延素子、316は4個の複素乗算器、317は4個の相関器、318は合成器、319は適応等化器、320はAGC増幅器である。図3の動作は図1の動作と同じであり、ダイバーシチブランチが4になっただけである。その代わりに遅延素子301～303と313～315により4ブランチ間のタイミングを一致させている。

【0031】図4は4重ダイバーシチの効果の説明図である。図4において、401は受信レベルの時間変動、402はブランチ1の相関制御前の信号ベクトル、403はブランチ2の相関制御前の信号ベクトル、404はブランチ3の相関制御前の信号ベクトル、405はブランチ4の相関制御前の信号ベクトル、406はブランチ1の相関制御後の信号ベクトル、407はブランチ2の相関制御後の信号ベクトル、408はブランチ3の相関制御後の信号ベクトル、409はブランチ4の相関制御後の信号ベクトル、410はMRC出力での信号ベクトルである。

【0032】図4において、時刻 $t = t_0$ および $t_0 + \tau$ においてフェードが発生していると仮定する。この場合2重ダイバーシチであれば、瞬断となるが、図4に示すようにブランチ3、ブランチ4がフェードしていない為、MRC合成後の信号は断とはならない。このようにダイバーシチブランチ数の増加に伴い瞬断確率を低減できる。

【0033】以上の実施例では、複数の無線周波数および複数のアンテナを用いなくても、容易にダイバーシチ次数を増加できる。特にスペクトラム拡散、変調、および復調手段は無線周波数を直接扱わないので、デジタル処理のLSI化が可能である。従って、ダイバーシチ装置としては従来よりも規模とコスト面で有利となる。

【0034】（第3の実施例）次に第3の実施例について図面を参照して説明する。図5は本発明の第3の実施例である。図5において、501は遅延時間が τ の遅延

11

素子、502は2個の変調器、503は2個のスペクトラム拡散器、504は合成器、505は1個の送信機、506は1個の送信アンテナ、507は1個の受信アンテナ、508は1個の受信機、509は2個のスペクトラム逆拡散器、510は2個の復調器、511は合成器、512は整合フィルタ、513は適応等化器である。また512の整合フィルタ内部において、512aは遅延時間が τ の遅延素子、512bは2個の複素乗算器、512cは1個の合成器512dは遅延時間 τ の遅延素子、512eは2個の相関器、512fは遅延時間 η の遅延素子である。

【0035】図5の送信側構成は、図1の送信側と同一である。受信側においては、受信アンテナ507から復調器510までが図1の構成と同一である。この実施例では各ブランチの復調器510出力を合成器511で合成する。この際、第1、第2の実施例のように受信側遅延調整を行わない。従って、合成器511出力には送信側の遅延していないブランチ1と送信側で τ の遅延を与えたブランチ2の合成波が出力される。すなわち、合成器511出力はブランチ1とブランチ2によるマルチパ

$$\delta(\xi) = \begin{cases} 1 & (t=\xi) \\ 0 & (t \neq \xi) \end{cases}$$

【0038】図6では時刻 t_0 の時フェードが発生し、これに該当する伝達係数 $h(t_0)$ の振幅は小となっている。他方、時刻 $t_0 + \tau$ の伝達係数 $h(t_0 + \tau)$ はフェードを受けていないと仮定する。この場合、(14)式のインパルス応答は602のようになっている。

$$r_n = \sum_{i=-\infty}^{\infty} H_{n-i} \cdot a_n \quad 30$$

【0040】と表現できる。ここで H_n とはインパルス応答 H をデータシンボル周期でサンプリングした n 番目のサンプル値を示す。しかしながら H は(14)式に示

$$r_n = h(t_0) \cdot a_n + h(t_0 + \tau) \cdot a_{n-M} \quad (17)$$

と表現できる。上式において、右辺第1項はインパルス応答の主応答により、 n 番目シンボル a_n が受信されていることを意味し、右辺第2項は進み応答により a_n よりも M シンボルだけ先行しているシンボル a_{n-M} からの符号間干渉を意味している。図5の整合フィルタ512内部の遅延素子512a出力は整合フィルタの第2タッ

$$r_{n+M} = h(t_0) \cdot a_{n+M} + h(t_0 + \tau) \cdot a_n \quad (18)$$

整合フィルタでは相関処理の為、入力信号を分岐し遅延素子512dにも信号を入力している。ここで512aの遅延素子と同様、遅延素子512dの入力出力において、受信信号 r_{n+M} および r_n をタップ上の信号としている。これらは2個の相関器512eに入力され、適

$$W_2 = E[r_n^* \cdot \Lambda_n]$$

$$= E[\{h(t_0) \cdot a_n + h(t_0 + \tau) \cdot a_{n-M}\}^* \cdot \Lambda_n]$$

$$= h^*(t_0) E[a_n^* \cdot \Lambda_n] + h^*(t_0 + \tau) E[a_{n-M}^* \cdot \Lambda_n]$$

12

ス波が形成される。整合フィルタ512は、該マルチパス波に整合フィルタリング(RAKE)を施す。すなわちここで、主波のブランチ1信号と遅延波のブランチ2信号が時間軸上にて最大比合成され、時間ダイバーシチが実現される。整合フィルタ512出力では最終的な符号間干渉を適応等化器513で除去し、判定データとして出力させる。

【0036】上記動作を図6を用いて説明する。図6において、601は受信レベルの時間変動、602は合成器511出力におけるインパルス応答、603は整合フィルタ512のインパルス応答、604は整合フィルタ512出力における畳込み応答である。前述したように、合成器511ではブランチ1とブランチ2の受信復調波をそのまま合成している。従って、合成器511でのインパルス応答は

$$H(t) = h(t_0) \cdot \delta(t_0) + h(t_0 + \tau) \cdot \delta(t_0 + \tau) \quad (14)$$

と示すことができる。ここで δ はクロネッカーのデルタで次式のように定義する。

【0037】

(15)

これに送信データ信号系列 a_n を畳み込むと受信信号が得られる。すなわち整合フィルタ512入力における n タイムスロットの受信信号 r_n は

【0039】

(16)

すように時刻 t_0 および $t_0 + \tau$ のみでしか値を持たない。従って、 τ をシンボル周期で分割した場合のスロット数を M とすれば、受信信号は

【0040】と表現できる。ここで H_n とはインパルス応答 H をデータシンボル周期でサンプリングした n 番目のサンプル値を示す。しかしながら H は(14)式に示すように時刻 t_0 および $t_0 + \tau$ のみでしか値を持たない。従って、 τ をシンボル周期で分割した場合のスロット数を M とすれば、受信信号は

【0039】と示すことができる。すなわち整合フィルタ512入力における n タイムスロットの受信信号 r_n は

13

 $n]$

となる。ここで伝達係数 h に期待値 $E[\cdot]$ が外れているのは第1の実施例で説明したように相関器512eの平均化時間をフェージング変動の周期よりも短くしている

$$\Delta n \approx a_n$$

と近似できる。さらに相関器512eの平均化時間をデータシンボル周期よりも十分長く設定すれば、前述の

$$W2 = h^* (t_0) E[a_n^* \cdot a_n] = h^* (t_0)$$

となる。同様に遅延素子512dの入力側の第1タップ

$$W1 = E[r_{n+M}^* \cdot \Delta n]$$

$$= E[\{h(t_0) \cdot a_{n+M} + h(t_0 + \tau) \cdot a_n\}^* \cdot \Delta n]$$

$$= h^* (t_0) E[a_{n+M}^* \cdot \Delta n] + h^* (t_0 + \tau) E[a_n^* \cdot \Delta n]$$

 $n]$

$$= h^* (t_0 + \tau) E[a_n^* \cdot a_n] = h^* (t_0 + \tau) \quad (22)$$

となる。相関演算により得られた $W1$ と $W2$ を整理する

$$W1 = h^* (t_0 + \tau)$$

$$W2 = h^* (t_0)$$

従って、上記 $W1$ および $W2$ をタップ係数とする整合フ

$$H^* (-t) = h^* (t_0 + \tau) \cdot \delta(t_0) + h^* (t_0) \cdot \delta(t_0 + \tau)$$

と示され、これを図示すると図6の603となる。これはまさしく、伝送路応答を推定し、その複素共役の時間

$$Y = r_{n+M} \cdot W1 + r_n \cdot W2$$

$$= h^* (t_0 + \tau) h(t_0) \cdot a_{n+M}$$

$$+ \{h^* (t_0) h(t_0) + h^* (t_0 + \tau) h(t_0 + \tau)\} \cdot a_n$$

$$+ h^* (t_0) h(t_0 + \tau) \cdot a_{n-M} \quad (26)$$

となる。上記(26)式の右辺第2項はブランチ1とブランチ2による時間ダイバーシティの最大比合成結果を示す。一方、右辺第1項はシンボル a_{n+M} からの符号間干渉であり、その係数 $h^* (t_0 + \tau) h(t_0)$ は進み応答に該当する。この係数は τ の遅延差での積であり、それぞれが独立のレイリーフェージングであるため、ベクトル的には位相も振幅もランダムなものとなる。従って、主応答の最大比合成成分に比べればレベルがかなり低下したものとなり、進み応答による符号間干渉も小さなレベルに抑圧される。また右辺第3項はシンボル a_{n-M} からの符号間干渉であり、その係数 $h^* (t_0) h(t_0 + \tau)$ は遅れ応答に該当する。この成分も前記第1項と同様にランダムな位相と振幅を有しており、これによる符号間干渉レベルも低くなる。

【0041】上記整合フィルタ後の進み応答を図6の604に示す。主応答は第1、第2の実施例での時間ダイバーシティMRC出力と一致する。第3の実施例では、整合フィルタリングにより主応答以外に進み応答と遅れ応答が作り出される。この余分な応答による符号間干渉は整合フィルタ後の最終的な歪みとなるが、これらは適応等化器513により除去される。

【0042】第3の実施例においても、ダイバーシティ次数を増加させるには、スペクトラム拡散による符号化多重度を上げ、さらに整合フィルタのタップ数を増加する

14

(19)

為である。さて、適応等化器513が正常に動作し、判定データのビット誤り率が低い場合には、

(20)

(8)式が成立する。従って、(19)式は

(21)

での相関演算は、

(23)

(24)

フィルタ512のインパルス応答は、

(25)

反転応答に一致している。以上の動作より、整合フィルタ出力 Y は

ことで達成される。周波数ダイバーシティや空間(パス)ダイバーシティと比べて装置規模とコスト面で有利となる。

30 【0043】

【発明の効果】本発明は以上説明したように、ダイバーシティブランチにスペクトラム拡散による符号間多重を適用し、周波数、偏波、空間(パス)などの媒体を用いずに時間ダイバーシティの最大比合成を実現している。従って、送受それぞれ1個のアンテナと1個の無線周波数により任意の多重度のダイバーシティが構成出来る。特にスペクトラム拡散処理部や変復調部はLSI化が可能である為、装置規模とコストを押さえてダイバーシティ次数を上げ、回線品質を高める効果がある。

40 【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施例のブロック図である。

【図2】第1の実施例の動作を説明する図である。

【図3】本発明の第2の実施例を示すブロック図である。

【図4】第2の実施例の動作を説明する図である。

【図5】本発明の第3の実施例のブロック図である。

【図6】第3の実施例の動作を説明する図である。

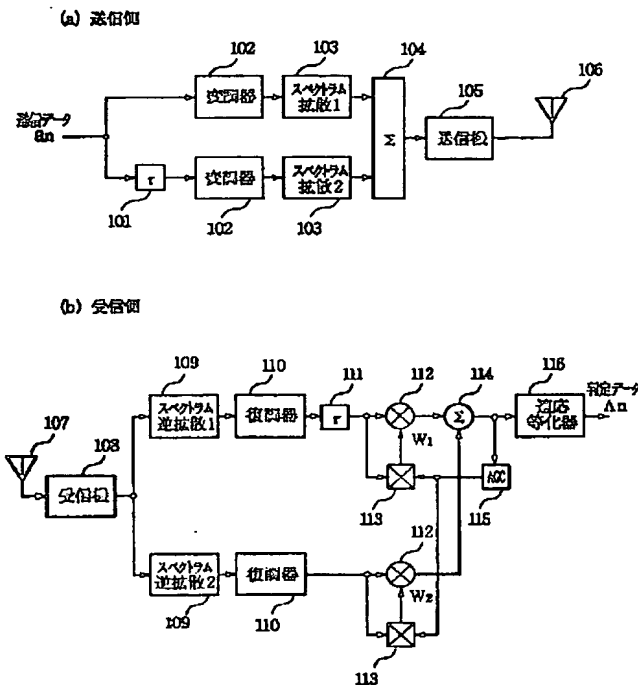
【図7】従来技術を示すブロック図である。

【図8】従来技術の他の例を示すブロック図である。

50 【符号の説明】

- 15
- 101 遅延時間が τ の遅延素子
 - 102 変調器
 - 103 スペクトラム拡散器
 - 104 合成器
 - 105 1 個の送信機
 - 106 1 個の送信アンテナ
 - 107 1 個の受信アンテナ
 - 108 1 個の受信機
 - 109 スペクトラム逆拡散器
 - 110 復調器
 - 111 遅延時間が τ の遅延素子
 - 112 複素乗算器
 - 113 相関器
 - 114 合成器
 - 115 AGC 増幅器
 - 116 適応等化器
 - 501 遅延時間が τ の遅延素子
 - 502 変調器

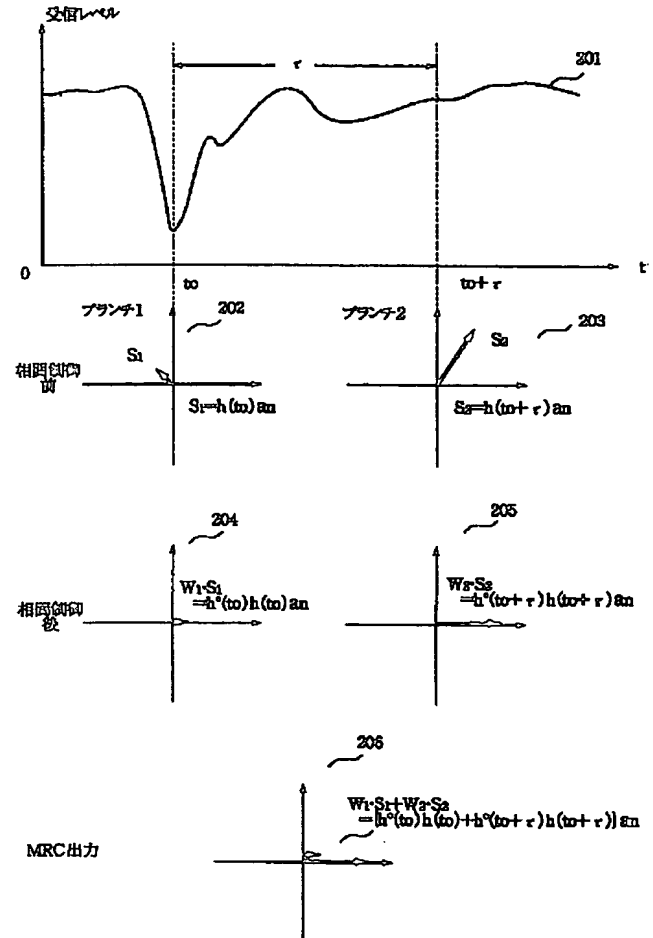
【図 1】



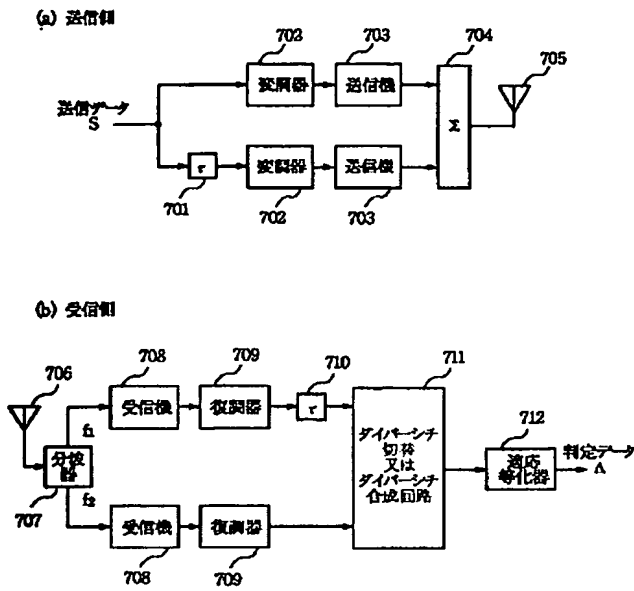
16

- 503 スペクトラム拡散器
- 504 合成器
- 505 送信機
- 506 1 個の送信アンテナ
- 507 1 個の受信アンテナ
- 508 1 個の受信機
- 509 スペクトラム逆拡散器
- 510 復調器
- 511 合成器
- 10 512 整合フィルタ
- 513 適応等化器
- 512 a 遅延時間が τ の遅延素子
- 512 b 複素乗算器
- 512 c 合成器
- 512 d 遅延時間 τ の遅延素子
- 512 e 相関器
- 512 f 遅延時間 η の遅延素子

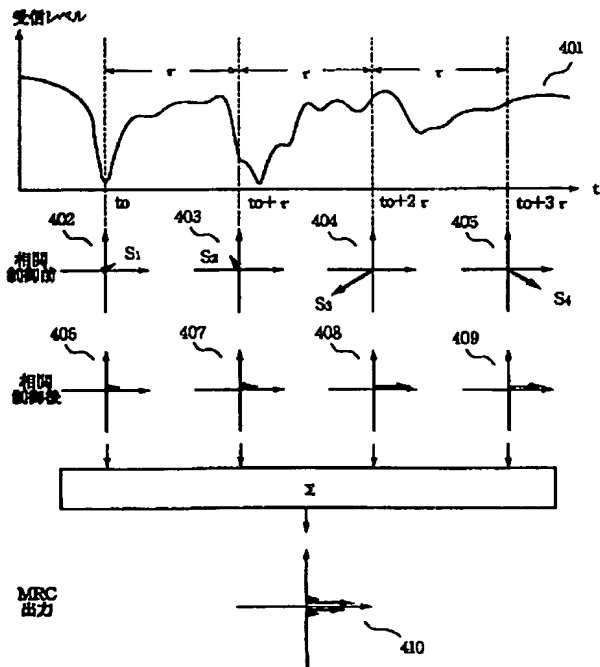
【図 2】



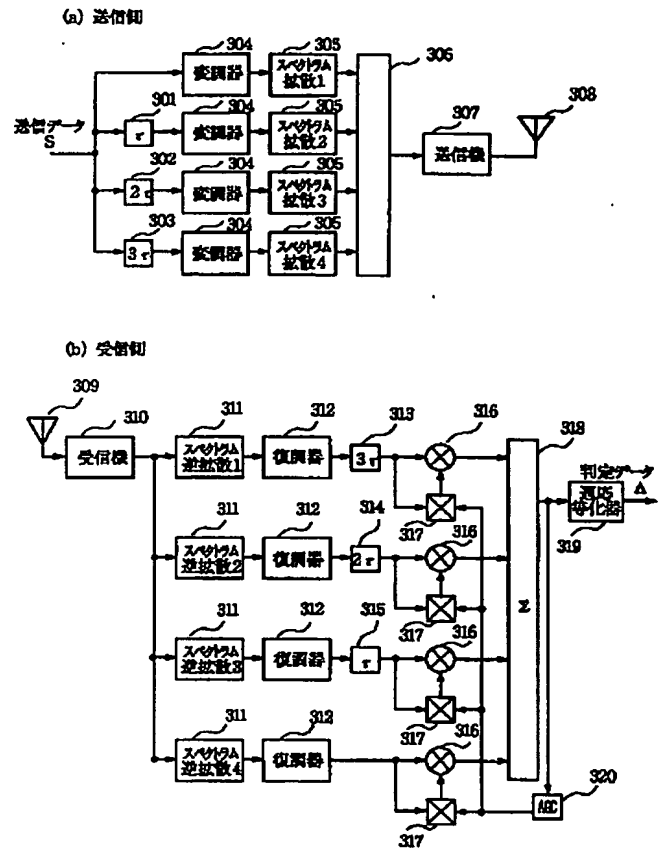
【図7】



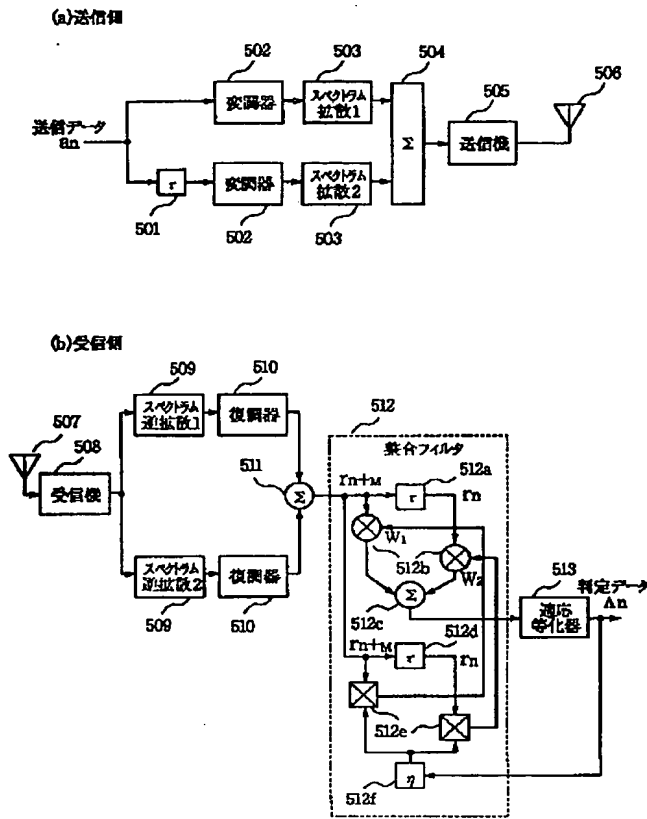
【図4】



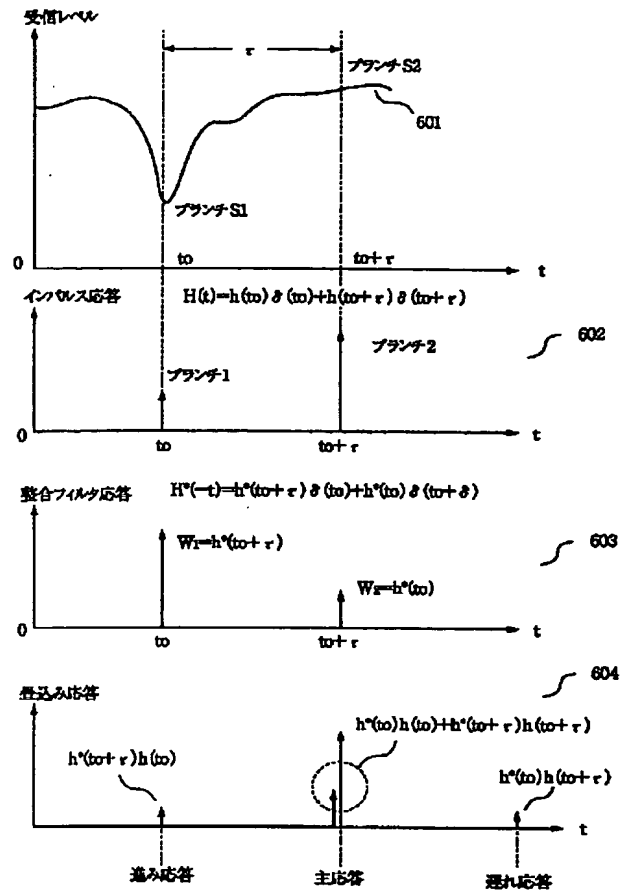
【図3】



【図5】



【図6】



【図8】

